

PCT

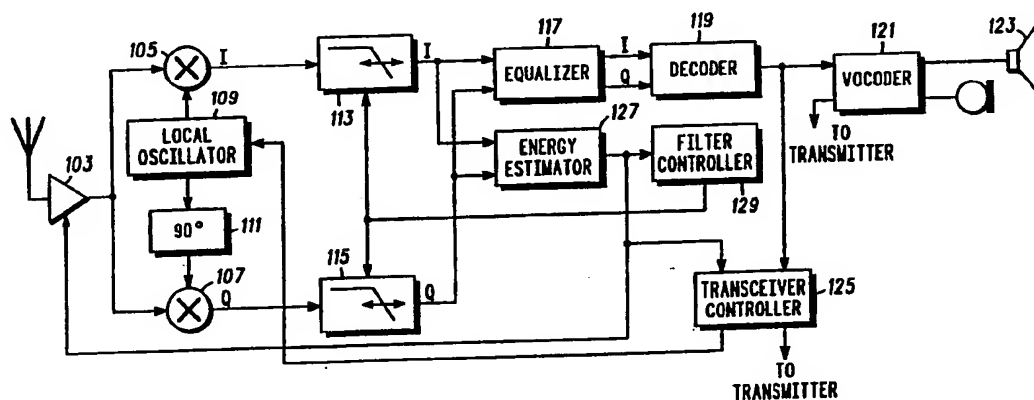
WORLD INTELLECTUAL PROPERTY ORGANIZATION  
International Bureau



INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

<p>(51) International Patent Classification <sup>5</sup> : H04B 1/10, 7/00</p>	<p>A1</p>	<p>(11) International Publication Number: <b>WO 92/06540</b> (43) International Publication Date: 16 April 1992 (16.04.92)</p>
<p>(21) International Application Number: PCT/US91/06231 (22) International Filing Date: 3 September 1991 (03.09.91) (30) Priority data: 590,415 28 September 1990 (28.09.90) US (71) Applicant: MOTOROLA, INC. [US/US]; 1303 East Algonquin Road, Schaumburg, IL 60196 (US). (72) Inventor: CAHILL, Stephen, V. ; 15B #302 Dundee Quarter, Palatine, IL 60074 (US). (74) Agents: PARMELEE, Steven, G. et al.; Motorola, Inc., Intellectual Property Dept., 1303 East Algonquin Road, Schaumburg, IL 60196 (US).</p>		<p>(81) Designated States: CA, DE, GB, JP.  Published <i>With international search report.</i></p>

(54) Title: INTERFERENCE REDUCTION USING AN ADAPTIVE RECEIVER FILTER, SIGNAL STRENGTH, AND BER SENSING



(57) Abstract

A radio receiver having a variable bandwidth received channel filter (113, 115) to reduce interference is disclosed. An interference is detected by comparing received signal strength and received signal BER. The bandwidth of the filter (113, 115) is narrowed to improve BER when a received signal strength is greater than a threshold value and BER is worse than a threshold value.

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11) 特許番号

第2663716号

(45) 発行日 平成9年(1997)10月15日

(24) 登録日 平成9年(1997)6月20日

(54) Int.Cl.<sup>6</sup>

H 0 4 B 1/10

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 4 B 1/10

技術表示箇所

G

請求項の数5 (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平3-516042

(86) (22) 出願日 平成3年(1991)9月3日

(65) 公表番号 特表平5-502780

(43) 公表日 平成5年(1993)5月13日

(86) 国際出願番号 P C T / U S 9 1 / 0 6 2 3 1

(87) 国際公開番号 W O 9 2 / 0 6 5 4 0

(87) 国際公開日 平成4年(1992)4月16日

(31) 優先権主張番号 5 9 0 , 4 1 5

(32) 優先日 1990年9月28日

(33) 優先権主張国 米国 (U S)

(73) 特許権者 999999999

モトローラ・インコーポレイテッド  
アメリカ合衆国イリノイ州シャンパー  
グ、イースト・アルゴンクイン・ロード  
1303

(72) 発明者 カヒル, シュテファン・ブイ  
アメリカ合衆国イリノイ州バラティン、  
ダンディー・クォーター・ナンバー  
302・15ビー

(74) 代理人 弁理士 本城 雅則 (外1名)

審査官 重田 尚郎

(54) 【発明の名称】 適応受信機フィルタ、信号強度およびビット誤り率検知を用いた、干渉削減方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】 可変帯域幅被受信チャンネル・フィルタを有して、複数のタイム・スロットを有する望ましい信号を通過させ、望ましくない信号を拒否する無線受信機であって：

受信機によって受信された前記望ましい信号の信号強度に関係するある値を持つ第1信号を生成する手段；  
前記複数のタイムスロットの最初のタイムスロット期間内に前記望ましい信号のビット誤り率を決定する手段；  
前記第1信号の値を所定の閾値と比較し、前記決定されたビット誤り率を所定のビット誤り率と比較して、前記第1信号の値が所定の閾値に到達し、前記決定されたビット誤り率が所定のビット誤り率を超過した場合に出力信号を生成する手段；および  
前記出力信号に応答して、前記複数のタイム・スロット

の第2タイム・スロットの通過のために前記可変帯域幅被受信チャンネル・フィルタの帯域幅を調整する手段；  
によって構成されることを特徴とする無線受信機。

【請求項2】 可変帯域幅被受信チャンネル選択フィルタの帯域幅を調整する前記手段が、可変帯域幅被受信チャンネル選択フィルタの帯域幅を小さくする手段よりさらに構成されることを特徴とする請求項1記載の無線受信機。

【請求項3】 前記可変帯域幅被受信チャンネル・フィルタが、複数の個別のフィルタ帯域を有することを特徴とする、請求項1記載の無線受信機。

【請求項4】 複数のタイム・スロットを持つ望ましい信号を通過させ、望ましくない信号を排除する前記可変帯域幅被受信チャンネル・フィルタを有する無線受信機内で、隣接チャンネルの干渉を小さくする方法であって：

受信機によって受信された前記望ましい信号の信号強度に関係するある値を持つ第1信号を生成する段階；  
前記複数のタイムスロットの最初のタイムスロット期間内に前記望ましい信号のビット誤り率を決定する段階；  
前記第1信号の値を所定の閾値と比較する段階；  
前記決定されたビット誤り率を所定のビット誤り率と比較する段階；

前記第1信号の値が所定の閾値に到達し、前記決定されたビット誤り率が所定のビット誤り率を超過した場合に出力信号を生成する段階；および  
前記出力信号に応答して、前記複数のタイム・スロットの第2タイム・スロットの通過のために前記可変帯域幅被受信チャンネル・フィルタの帯域幅を調整する段階；  
によって構成されることを特徴とする方法。

【請求項5】可変帯域幅被受信チャンネル選択フィルタの帯域幅を調整する前記段階が、可変帯域幅被受信チャンネル選択フィルタの帯域幅を小さくする段階よりさらに構成されることを特徴とする請求項4記載の方法。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 背景技術

一本発明は、一般的に無線受信機に関する。さらに詳しくは、ビット誤り率と信号強度測定とによって決定される干渉を最小限に抑えるために、可変する適応帯域受信チャンネル・フィルタを有するデジタル無線受信機に関する。

無線受信機は、本来、ある無線周波数で送信する望ましい信号源からの信号を受信し、別の無線周波数で送信する望ましくない信号源からの信号を拒否するように設計されている。望ましい信号と、望ましくない信号とこのような識別を可能にする要素は、受信チャンネルの濾波である。従来の受信機では、比較的狭い帯域の帯域通過フィルタを、望ましい信号周波数（または望ましい信号周波数が、スーパーヘテロダイン受信機で変換される周波数）の付近の中心に置き、望ましい信号を通過させて、隣接チャンネルや他のチャンネルの信号を拒否する。

受信機チャンネル・フィルタ、または帯域の切り替え可変が可能で中心周波数を可変することのできるフィルタ群を設けることは、通信用受信機の設計においては普通に行われることであった。このような通信用受信機の使用は、手動で受信チャンネルフィルタの帯域を変えて、受信するスペクトル信号に合わせ、隣接するチャンネルからの干渉を避けることができる。さらに、使用者は、消費者用受信機製品、テレビ受像器などでは受信バンドを切り替えて、それにより異なるフィルタ群または異なるフィルタ帯域群の選択を行うことができるようになっている。

市販の2方向のトランシーバ（またはある種の一般市民用バンド・トランシーバ）では、ノイズ削減回路に、いわゆるノイズ・ブランカ（noise blanker）を採用し

ているが、これは、望ましい信号の周波数から離れた周波数のノイズを検出して、ノイズのバースト中は受信機を一時的に消音するものである。しかし、このような回路は、被受信チャンネル帯域を可変することなく、隣接チャンネルの干渉に対する防御策ももたない。

アナログ・セルラ・システムで、無線電話の加入者により採用されているセルラ無線電話トランシーバは、受信チャンネル・フィルタと、隣接するチャンネルを互いに離して置いている地理的チャンネル割当プランとにより設けられる、隣接チャンネルの干渉に対する充分な防御策を持っている。ある例では、無線電話サービスは、異なる無線特性を有する2つのシステムから提供されることもある。米国特許第4,972,455号は、このような無線電話を論じている。米国において利用が提唱されているデジタル・セルラ・システムは、デジタル変調を採用しており、これは、平均して、割り当てられた30KHzチャンネル帯域のうち、アナログ・セルラ変調よりも広い部分を用いている。このようなより大きなチャンネルを占有することにより、隣接チャンネルからの保護の余地が小さくなり、場合によってはデジタル・セルラ無線電話の使用者に、不快な干渉が聞こえることもある。

##### 発明の概要

従って、本発明の目的は、デジタル受信機における、感知できる隣接チャンネル干渉を減らすことである。

本発明は、望ましい信号を通過させ、望ましくない信号を拒否する可変帯域被受信チャンネル・フィルタを有する無線受信機を包含する。この無線受信機は、所定量の干渉を検出して、可変帯域被受信チャンネル選択フィルタの帯域を調整する。

##### 図面の簡単な説明

第1図は、本発明を利用することのできる、デジタル無線受信機のブロック図である。

第2A図は、本発明に利用することのできる可変帯域被受信チャンネル・フィルタのブロック図である。

第2B図は、第2A図の被受信チャンネル・フィルタの系統図である。

第3図は、第2A図および第2B図のフィルタに関して実現される、異なる帯域に対する減衰と周波数のグラフである。

第4図は、本発明に利用することのできる、エネルギー推定器のブロック図である。

第5図は、干渉の存在を判定し、本発明で利用することのできる被受信チャンネル・フィルタを可変する過程を表すフロー図である。

##### 発明の実施例

デジタル・セルラ無線電話ネットワークにおいて利用することのできるデジタル受信機が第1図のブロック図に示される。この無線受信機は、通常は、IS-54「Dual-Mode Mobile Station-Base Station Compatibility Standard」（Electronics Industries Association, 198

9年12月)に詳述され、米国デジタル・セルラ・ネットワーク用の仕様を満たすように設計されている。第1図の受信機では、被受信信号のビット誤り率(BER)の計算と、被受信信号の強度の判定とから、望ましい信号に対する干渉を測定することができる。無線受信機の制御機能が、悪いBERと、強い信号強度とを同時に観測すると、BERが悪いのは、隣接チャンネル信号からの干渉によるためであると結論が出される。通常、干渉がなく、信号強度が強ければ、BERは良くなることになっている。好適な実施例において、隣接チャンネルの干渉を抑えるために、フィルタ、または受信機の基本的な選択を行うフィルタ群(「被受信チャンネル・フィルタ」)は、帯域を狭くして、フィルタの通過帯域の端にある隣接チャンネルからの干渉を、フィルタを狭めることにより、さらに拒否する。隣接チャンネルの干渉がないときは、フィルタの通過帯域を、その最適帯域を越えて狭めると、BERの悪化を招くことになる。フィルタが最適通過帯域よりも狭められたために起こるBERの悪化があるにも関わらず、干渉が小さくなるので、本発明による全体のBERは、全体として向上する。フィルタの通過帯域は、一度狭められても、周期的に広くなり、干渉が消えたかどうかを判定する。米国デジタル・セルラ・システムのTDMA用の例では、フィルタの通過帯域は、タイムスロット毎に広げられ、N個のタイムスロット毎に、広いほうのフィルタを試験して、どのフィルタ状態のBERが最も低いかが確かめられる。さらに細かい制御を行うために、被受信チャンネル・フィルタには、いくつかの状態の通過帯域の狭さがあり、コントローラ・フィルタは最適なBERを生み出す通過帯域を選択することができる。

第1図のデジタル受信機により受信された無線信号は、従来の可変ゲインRF増幅器103により増幅されて、従来の直角ミキサ105,107に送られる。局部発振器109により同相ミキシング信号が発生され、移相器111により同相信号から発生された直角移相信号は、ミキサ105,107にそれぞれ送られ、被受信無線信号から直角信号I,Qが作り出される。

I信号は、可変通過帯域被受信チャンネル・フィルタ113に送られ、I信号に対して基本的な受信機の選択が行われる。同様に、ミキサ107から出力されたQ信号は、可変通過帯域被受信チャンネル・フィルタ115に送られ、Q信号に対して基本的な受信機の選択が行われる。

ミキサ105,107による被受信信号の変換が、直接ベースバンドに対して行われる好適な実施例においては、被受信チャンネル・フィルタ113,115は、7極1ゼロ応答を有する低域可変通過帯域フィルタとして実現される。被受信チャンネル・フィルタ113,115として採用されるフィルタを、第2A図および第2B図に示す。図では、各部(セクション201に代表される)が値 $L = Cs / (gm)^2$ の

インダクタと同等の、OTAフィルタを示す。そのため、インダクタの値は、(gm)を調節することにより可変することができ、さらに同等のインダクタすべてのインダクタンスは、図に示されるように、バンク(gm)を調節することにより可変することができる。第2A図のOTAフィルタと同等の回路(特定のインダクタンスにおける)を第2B図に示す。

これらのフィルタのそれぞれの応答を、第3図の減衰と周波数応答を対比させたグラフに示す。曲線301には最適化された被受信チャンネル・フィルタ通過帯域が示され、これは11KHzにおいて3dBのフィルタ選択ポイントを有する。徐々に狭くなるフィルタ応答が、曲線302ないし305について図示されているが、ここでは3dBフィルタはそれぞれ、選択的に10KHz,9KHz,8KHz,7KHzになっている。好適な実施例においては、被受信チャンネル・フィルタは、曲線301の最適周波数応答から、測定されたBERの改善状態または不足状態により、他の4個のフィルタ応答のそれぞれに狭められる。

再び第1図に戻ると、被受信チャンネル・フィルタ113からの濾波されたI信号と、被受信チャンネル・フィルタ115からの濾波されたQ信号とは、等化器117に結合される。等化器は、無線チャンネルの送信媒体によりデジタル信号の歪を適応解消する。好適な実施例においては、最大確度手順推定線形適応等価器が採用される。このような等化器に関する基本的な情報は、John Bingham, John Siley and Sonsによる「The Theory and Practice of Modern Design (1988年)」、237-252ページに見ることができる。

等化器117の補正されたIおよびQ信号は、デコーダ119に結合される。このようなデコーダの動作は、Electronic Industries AssociationによるIS-54「Dual-Mode Mobile Station-Base Station Compatibility Standard (1989年12月)」、段落2.2.2.2.4以下に記述されている。好適な実施例においては、本デコーダは、最大経路長を有する被解読データ出力と、経路長の「距離」の出力とを与える、畳み込み符号のためのビタビ(Viterbi)・アルゴリズムを用いて実現される。ビタビ・アルゴリズム・デコーダに関する詳しい解説は、Lin他による「Error Control Coding」(Prentice-Hall, Inc., 1983年) pp.315-322を参照のこと。この距離はビット誤り率を表すものであり、好適な実施例においては、前述のIS-54基準のセクション2.4.5.4.1.1.1により処理される。

デコーダ119からの、被解読データ出力は、アナログ出力に変換する従来のデジタル・アナログ・ボコーダ121に結合され、ボコーダ121は従来のスピーカ123に結合されることもある。デコーダ119の出力は、従来のトランシーバ・コントローラ論理125にも結合され、受信機によって受信された命令信号が、トランシーバの動作に処理される。

被受信チャンネル・フィルタ113の濾波されたI信号と、被受信チャンネル・フィルタ115の濾波されたQ信号とは、これも両方ともエネルギー推定器127に結合される（推定器127は、可変ゲイン増幅器103と共にAGC回路を形成する）。IS-54に準拠するセルラ無線電話トランシーバは、受信された信号の強度の推定値を決定して、セクション2.4.5.4.1.2.1によりそれを処理しなければならない。第3図では、IおよびQ信号は、平均器402に結合され、平均器402は、IおよびQの2乗した振幅のサンプリング対の加算から、平均信号エネルギーを計算する。平均された出力は、帰還ゲイン調整回路404に結合され、ここで $I^2$ と $Q^2$ とが正規化される値が調整される。対数（低が10）が従来の方法で、（406に）取り入れられ、可変ゲイン増幅器103の指数制御関数特性に合う対数特性を有する信号を生み出す。 $\log_{10}(x)$  計算器406の出力は、制御電圧感度推定器408とミキサ410とに結合される。ミキサ410の出力は、可変ゲイン増幅器103の傾斜特性に関して修正された制御信号を表すが、遅延および比較機能412に結合される。遅延および比較機能412の出力は、制御電圧感度推定器408に帰還され、可変ゲイン増幅器103の制御電圧傾斜の推定値の誤差を修正し、さらに受信機の他の機能にも出力される。

エネルギー推定器127のこの出力は、自動ゲイン制御（AGC）としてRF増幅器103に送られ、さらにトランシーバ・コントローラ論理125に送られて被受信信号の強度を示し、フィルタ・コントローラ129に入力されて、干渉の存在の判定に用いられる。制御電圧感度推定器408と、エネルギー推定器127とは、本願と同日の1990年9月28日に出願されたCahillによる、米国特許出願第589,946号「An Automatic Gain Control Apparatus and Method」にさらに詳しく解説されている。

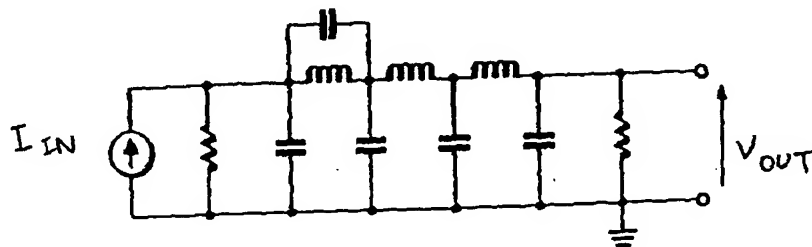
好適な実施例においては、フィルタ・コントローラ129は、Motorola社製のDSP56001を採用し、一連のあらかじめプログラミングされた段階を実行するデジタル信号プロセッサ（DSP）として実現され、いつ隣接チャンネルの干渉が存在するかを判定する。フィルタ・コントロ

ーラ129はデコーダ119からビット誤り率（距離）を、エネルギー推定器127からAGC信号強度出力を受け取り、悪いBERと、強い信号強度とが同時に受信されたときにBERを最適化するためのフィルタ通過帯域を、一連の受信機から選択する。

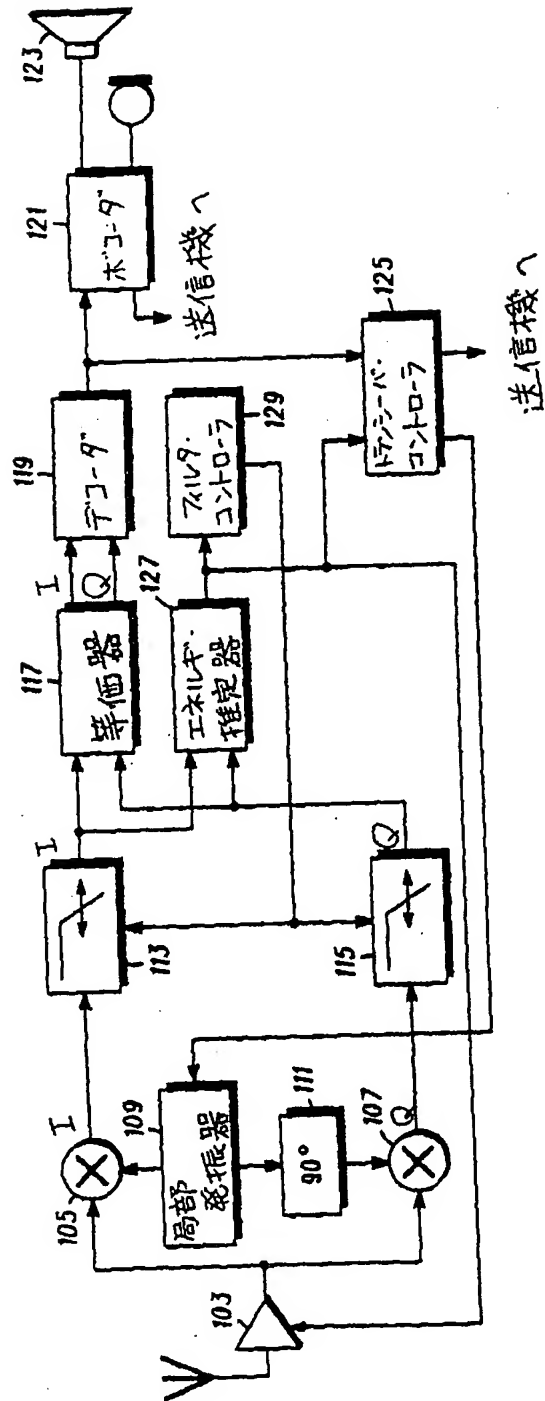
フィルタ・コントローラ129は、第4図のフロー図に示される過程を実行する。エネルギー推定器127からの、被受信信号強度の表示（RSSI:Received Signal Strength Indication）は、ステップ501でRSSI閾値と比較される。好適な実施例においては、RSSI閾値は、24dbの信号対雑音比を発生する信号強度に対応するレベルに設定される。ステップ501でRSSIがRSSI閾値を越えないときは、信号強度は「強い」信号とは認識されずに、この過程で、RSSI強度の試験を続行する以外には、それ以上の動作は起こらない。RSSIが、RSSI閾値を越えると、ステップ503で、ビット誤り率（BER:Bit Error Rate）がBER閾値を越えているかどうかを判定するための試験が行われる。好適な実施例において、BER閾値は1%に設定される。好適な実施例においては、BERの測定は、ビタビ・デコーダの経路長出力を試験することにより実行される。BERが1%を越えない場合は、誤り率はフィルタの通過帯域の修正を行わなければならないほど悪いとは認識されない。処理過程はRSSI測定に戻る。BERがBER閾値を越えると、ステップ505で被受信チャンネル・フィルタ113,115の通過帯域が1通過帯域分小さくなる。ステップ507で次のTDMAタイムスロットにおけるBERが試験され、BERが良くなっていれば、フィルタの帯域幅はそのまま、過程はステップ501のRSSI測定に戻る。ステップ507でBERが改善されていないときは、被受信チャンネル・フィルタ113,115は次のTDMAタイムスロットで、1フィルタ帯域分だけフィルタの帯域幅が広がる。これがステップ509である。

このようにして、被受信チャンネルの音質は、干渉を測定し、受信機の選択帯域幅を最小のBERに関して調整することにより、隣接チャンネル干渉があっても改善することができる。

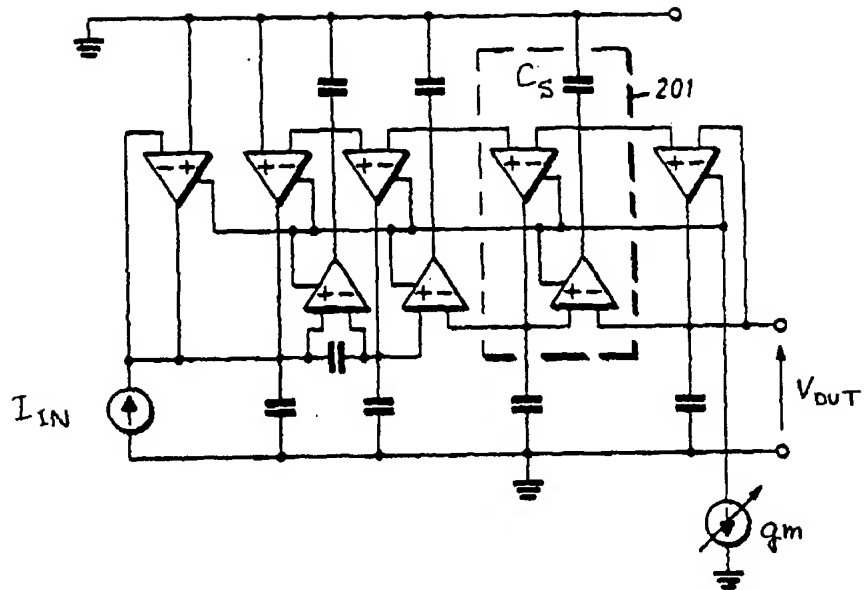
【第2B図】



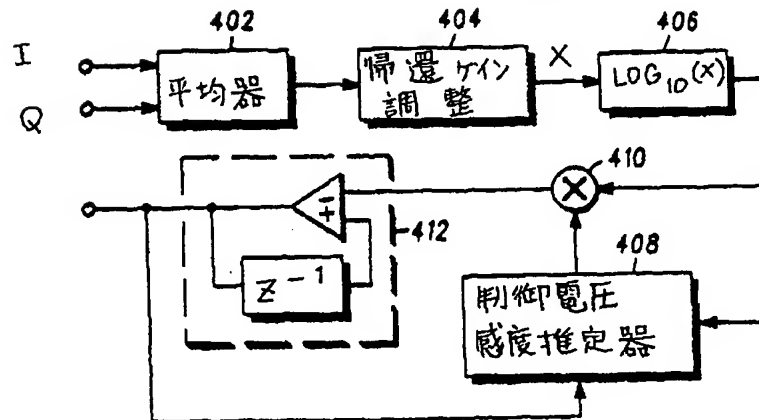
【第1図】



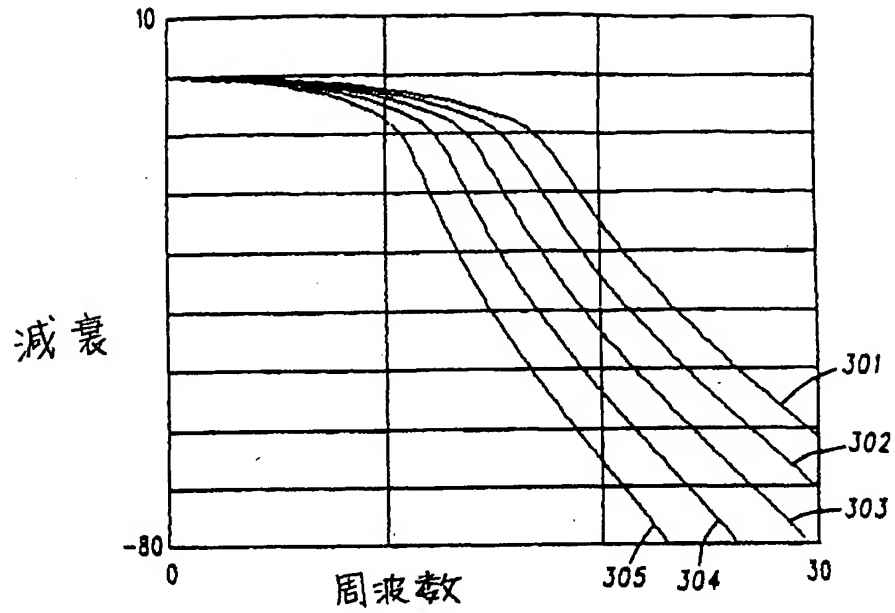
113, 115



127



【第4図】



【第5図】

